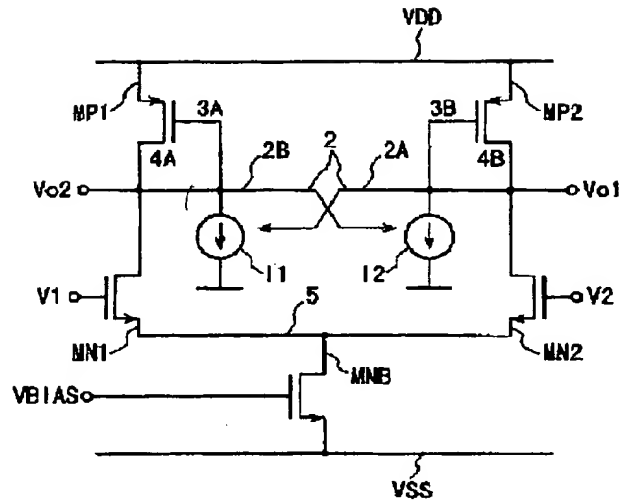


Patent Abstracts of Japan

TITLE : DELAY CIRCUIT FOR RING
OSCILLATOR



COPYRIGHT: (C)2000,JPO

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号
特開2000-232340
(P2000-232340A)

(43)公開日 平成12年8月22日(2000.8.22)

(51)Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テーマコード(参考)
H 0 3 K 3/354		H 0 3 K 3/354	C 5 J 0 6 6
H 0 3 H 11/26		H 0 3 H 11/26	A 5 J 0 9 8
// H 0 3 F 3/45		H 0 3 F 3/45	Z

審査請求 有 請求項の数 7 O L (全 10 頁)

(21)出願番号 特願平11-33488

(22)出願日 平成11年2月10日(1999.2.10)

(71)出願人 000004237

日本電気株式会社
東京都港区芝五丁目7番1号

(72)発明者 荒巻 吉紀

東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株
式会社内

(74)代理人 100102864

弁理士 工藤 実 (外1名)

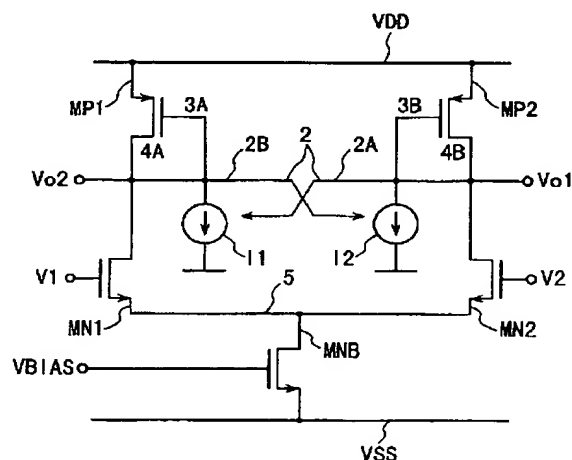
Fターム(参考) 5J066 AA01 AA12 CA00 CA91 FA10
HA10 HA17 HA25 KA05 KA07
KA12 KA15 KA32 ND01 ND12
ND22 ND23 PD02 SA00 TA01
5J098 AA03 AB03 AD05 AD25 AD26
FA03

(54)【発明の名称】 リングオシレータ用遅延回路

(57)【要約】

【課題】基準電圧回路を用いることなく、1以上の差動利得と1以下の同相利得を容易に実現する。

【解決手段】第1電位線VDDと、一対の出力線2A、2Bと、第1電位線VDDと一対の出力線2A、2Bとの間にそれぞれに介設される1対の2つの第1トランジスタMP1、MP2と、第2電位線5と、第2電位線5と一対の出力線2A、2Bとの間にそれぞれに介設される1対の2つの第2トランジスタMN1、MN2とからなる。第1トランジスタMP1、MP2のそれぞれのゲートが一対の出力線2A、2Bにそれぞれに接続され、第1トランジスタMP1、MP2、第2トランジスタMN1、MN2は、それぞれに中心対称に接続され、出力線2A、2Bが第3電位線に接続されている。このような回路は、1以上の差動利得と1以下の同相利得を容易に実現することができる。



【特許請求の範囲】

【請求項1】第1電位線と、
 一對の出力線と、
 前記第1電位線と前記一對の出力線との間にそれぞれに
 介設される1対の2つの第1トランジスタと、
 第2電位線と、
 前記第2電位線と前記一對の出力線との間にそれぞれに
 介設される1対の2つの第2トランジスタとからなり、
 前記第1トランジスタのそれぞれのゲートが前記一對の
 出力線にそれぞれに接続され、
 前記2つの第1トランジスタは中心対称に接続され、前
 記2つの第2トランジスタは中心対称に接続され、
 更に、第3電位線とからなり、
 前記一對の出力線は前記第3電位線に接続されているリ
 ングオシレータ用遅延回路。

【請求項2】請求項1において、
 第1トランジスタがPMOSTランジスタであれば第2
 トランジスタはNMOSTランジスタであり、第1トラ
 ンジスタがNMOSTランジスタであれば第2トランジ
 スタはPMOSTランジスタであることを特徴とするリ
 ングオシレータ用遅延回路。

【請求項3】請求項1において、
 更に、前記一對の出力線と前記第1電位線との間に介設
 される一對の第3トランジスタとからなり、
 前記第1トランジスタのゲートが前記第3トランジスタ
 のゲートにそれぞれに中心対称に接続されていることを
 特徴とするリングオシレータ用遅延回路。

【請求項4】請求項1において、
 更に、前記一對の出力線と前記第3電位線との間に介設
 される一對の第4トランジスタとからなり、
 前記第4トランジスタのゲートが前記出力線にそれぞれ
 に接続されていることを特徴とするリングオシレータ用
 遅延回路。

【請求項5】請求項1において、
 2つの前記第2トランジスタのゲートにそれぞれに印加
 される入力電圧が V_1 、 V_2 で表され、前記入力電圧 V_1 、 V_2 に
 関する同相入力電圧が V_{IQ} で表わされ、2
 つの入力 V_1 、 V_2 の入力差の形で含まれる差動入力電
 圧が ΔV_I で表され、前記出力線に現れる2つの出力電
 圧が V_{o1} 、 V_{o2} で表され、前記出力電圧 V_{o1} 、 V_{o2} に
 共通に含まれる同相出力電圧が V_{OQ} で表され、
 前記出力電圧 V_{o1} 、 V_{o2} の出力差の形で含まれる差
 動出力電圧が ΔV_O で表わされ、前記第1トランジスタ
 のトランスコンダクタンスが G_{mp} で表され、前記第2
 トランジスタのトランスコンダクタンスが G_{mn} で表さ
 れ、前記出力線と前記第3電位線との間のトランスコン
 ダクタンスが G_m で表され、設計定数としてのコンダク
 タンスが G_{ds} に設定されれば、当該回路の同相利得 V_{OQ}/V_{IQ} は、次式：

$$V_{OQ}/V_{IQ} = -(G_{mn} * G_{ds} / 2) / \{ (G_m$$

$$p + G_m) * (G_{mn} + G_{ds} / 2) \}.$$

で求められ、 $G_{mn} > G_{ds} / 2$ であるように前記設
 計定数が定められ、前記式は、 G_{mn} が消去されて、次
 式：

$$V_{OQ}/V_{IQ} = -(G_{ds} / 2) / (G_{mp} + G_m).$$

によりよい近似で再表現され、前記同相利得が十分に小
 さくなるように前記設計定数 G_{ds} が更に適正に設定さ
 れていることを特徴とするリングオシレータ用遅延回
 路。

【請求項6】請求項5において、差動利得 $\Delta V_O / \Delta V_I$ は、次式：

$$\Delta V_O / \Delta V_I = G_{mn} / (G_{mp} - G_m).$$

で表され、 $G_{mn} > (G_{mp} - G_m)$ であるようにパラ
 メータ G_{mn} 、 G_{mp} 、 G_m の値が設定されていること
 を特徴とするリングオシレータ用遅延回路。

【請求項7】請求項5又は6において、

更に、第4電位線と、
 前記第4電位線と前記第2電位線との間に介設されるバ
 イアス・トランジスタとからなり、
 前記バイアス・トランジスタのドレイン・ソース間コン
 ダクタンスが前記設計定数 G_{ds} であることを特徴とす
 るリングオシレータ用遅延回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、リングオシレータ
 用遅延回路に関し、特に、CMOS集積化が可能であ
 り、VCO (Voltage-controlled Oscillator) をリングオシレータで実現する
 CMOS集積化PLL (Phase Lock Loop) への適用に適しているリングオシレータ用遅延回路
 に関する。

【0002】

【従来の技術】CMOS集積回路に適したPLL回路の
 リングオシレータには、リングオシレータ用遅延回路が
 用いられる。このようなリングオシレータ用遅延回路
 は、一般的には、単一入力・単一出力型、又は、差動入
 力・差動出力型の回路構成を有し利得が1以上である増
 幅回路が用いられている。リングオシレータ用遅延回路
 は、近年、集積回路化に適した回路構成であるCMOS
 回路でその実現が可能であること、且つ、温度プロセス
 変動に対しその回路が持つ入出力間の遅延時間が電子的
 に調整可能であることが要求されている。

【0003】このような要求に応えるためのリングオシ
 レータ用遅延回路が、文献(*1)により知られてい
 る。

(*1) : アイ・イー・イー・イー・ジャーナル・オブ
 ・ソリッド・ステート・サーキットズ、第SC-25巻、
 第6号、第1385~1394頁、1990年12月。
 この文献に開示されているリングオシレータ用遅延回路

は、図8に示されるように、基準電圧回路101を用いてPMOSTランジスタMP11、MP12を三極管領域に常にバイアスすることにより、同相利得を1以下に抑制して差動信号成分でのみ発振するように工夫されている。この公知技術は、更に、VB I A S端子の電圧により当該遅延回路の入力電圧－出力電圧間の応答時間である遅延時間が可変である。この公知技術は、このように、CMOS集積回路化に適したリングオシレータ用遅延回路として形成されている。

【0004】同相利得が1以上である遅延回路を用いてリングオシレータを構成しその遅延回路を図4に示されるように奇数個用いると、そのリングオシレータの同相信号成分のループ利得が1以上になって、出力信号には差動信号成分による発振出力だけでなく同相信号成分の発振出力も含まれる。同相利得が1以上である遅延回路を用いてリングオシレータを構成しその遅延回路を図5に示されるように偶数個用いると、同様に、そのリングオシレータの同相信号成分のループ利得が1以上になり、この場合は、双安定な回路が形成されて、そのリングオシレータの出力電圧は、最終的には高電位側VDD又は低電位側VSSのいずれかの電圧状態になる。通常、差動入力－差動出力型遅延回路を用いるリングオシレータは、差動信号成分で発振するように設計されているので、同相信号成分のループ利得は1以下に設定されており、同相信号成分による発振出力の不安定化の影響を取り除くことが必要である。

【0005】図8に示される技術は、負荷であるPMOSTランジスタMP11、MP12のそれぞれのドレイン・ソース間コンダクタンスを意図的に高くすることにより、その同相利得が1以上になることを防いでいる。より具体的には、その負荷であるPMOSTランジスタMP11、MP12を常に三極管領域動作となるようにそのPMOSTランジスタMP11、MP12のゲート電圧を設定している。一般に、MOSTランジスタのドレイン・ソース間コンダクタンスに関して、三極管領域におけるドレイン・ソース間コンダクタンスと比較して、飽和領域におけるドレイン・ソース間コンダクタンスは非常に小さく、PMOSTランジスタMP11とPMOSTランジスタMP12が三極管領域から外れて飽和領域で動作する場合、同相利得が1以上になり、このようなランジスタでリングオシレータを構成すれば、図4に示されるような奇数段構成のリングオシレータは、同相信号成分で発振する状態がありうる。更に、差動入力と差動出力を持つ回路である図8の回路は、図5に示されるような偶数段構成のリングオシレータを実現することができるが、その遅延回路の同相利得が1以上である場合、双安定な回路になって発振が行われない状態がありうる。

【0006】このような状態になると、PMOSTランジスタを三極管領域で常に動作させるために、このPM

OSTランジスタのゲート電圧には、温度変動及びプロセス変動に対して常に一定電圧を供給する基準電圧回路が必要であり、その結果、チップ面積が増大するという問題が派生する。

【0007】基準電圧回路を用いることなく、1以上の差動利得と1以下の同相利得を容易に実現することが望まれる。更に、1以上の差動利得と1以下の同相利得を実現することにより、CMOS集積化に適したリングオシレータ用遅延回路の提供が望まれる。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】本発明の課題は、基準電圧回路を用いることなく、1以上の差動利得と1以下の同相利得を容易に実現することができるリングオシレータ用遅延回路を提供することにある。本発明の他の課題は、1以上の差動利得と1以下の同相利得を実現することにより、CMOS集積化に適したリングオシレータ用遅延回路を提供することにある。

【0009】

【課題を解決するための手段】その課題を解決するための手段が、下記のように表現される。その表現中の請求項対応の技術的事項には、括弧（ ）つきで、番号、記号等が添記されている。その番号、記号等は、請求項対応の技術的事項と実施の複数・形態のうちの少なくとも1つの形態の技術的事項との一致・対応関係を明白にしているが、その請求項対応の技術的事項が実施の形態の技術的事項に限定されることを示すためのものではない。

【0010】本発明によるリングオシレータ用遅延回路は、第1電位線（VDD）と、一対の出力線（2A、2B）と、第1電位線（VDD）と一対の出力線（2A、2B）との間にそれぞれに介設される1対の2つの第1ランジスタ（MP1、MP2）と、第2電位線（5）と、第2電位線（5）と一対の出力線（2A、2B）との間にそれぞれに介設される1対の2つの第2ランジスタ（MN1、MN2）とからなり、第1ランジスタ（MP1、MP2）のそれぞれのゲートが一対の出力線（2A、2B）にそれぞれに接続され、2つの第1ランジスタ（MP1、MP2）は中心対称に接続され、2つの第2ランジスタ（MN1、MN2）は中心対称に接続され、更に、第3電位線（図2、図3、図7の接地線又は図6のVDD）からなり、一対の出力線（2A、2B）は第3電位線（図2、図3、図7の接地線又は図6のVDD）に接続されている。このような回路は、1以上の差動利得と1以下の同相利得を容易に実現することができる。

【0011】第1ランジスタ（MP1、MP2）がPMOSTランジスタであれば第2ランジスタ（MN1、MN2）はNMOSTランジスタであり、第1ランジスタ（MP1、MP2）がNMOSTランジスタであれば第2ランジスタはPMOSTランジスタであることが好ましい。更に、一対の出力線（2A、2B）と

第1電位線との間に介設される一対の第3トランジスタ(MP3, MP4)を設けることが好ましい。この場合、第1トランジスタ(MP1, MP2)のゲートが第3トランジスタ(MP3, MP4)のゲートにそれぞれに中心対称に接続されている。更に、一対の出力線(2A, 2B)と第3電位線との間に介設される一対の第4トランジスタ(MN3, MN4)を設けることも好ましい。この場合、第4トランジスタ(MN3, MN4)のゲートが出力線(2A, 2B)にそれぞれに接続されている。

【0012】2つの第2トランジスタ(MN1, MN2)のゲートにそれぞれに印加される入力電圧がV1, V2で表され、入力電圧V1, V2に関する同相入力電圧がV1Qで表わされ、2つの入力V1, V2の入力差の形で含まれる差動入力電圧がΔVIで表され、出力線(2A, 2B)に現れる2つの出力電圧がV01, V02で表され、出力電圧V01, V02に共通に含まれる同相出力電圧がVOQで表され、出力電圧V01, V02の出力差の形で含まれる差動出力電圧がΔVOで表わされ、第1トランジスタ(MP1, MP2)のトランスコンダクタンスがGmpで表され、第2トランジスタ(MN1, MN2)のトランスコンダクタンスがGmnで表され、出力線(2A, 2B)と第3電位線との間のトランスコンダクタンスがGmで表される。

【0013】設計定数としてのコンダクタンスがGdsに設定されれば、当該回路の同相利得VOQ/V1Qは、次式： $VOQ/V1Q = -(Gmn * Gds / 2) / \{(Gmp + Gm) * (Gmn + Gds / 2)\}$ で求められる。Gmn >> Gds/2であるようにその設計定数が定められると、この式はGmnが消去されて、近似式： $VOQ/V1Q = -(Gds / 2) / (Gmp + Gm)$ が得られる。この同相利得が十分に小さくなるように設計定数Gdsを更に適正に設定することができる。この場合、差動利得ΔVO/ΔVIは、次式： $\Delta VO / \Delta VI = Gmn / (Gmp - Gm)$ で表される。Gmn > (Gmp - Gm)であるようにパラメータGmn, Gmp, Gmの値が設定される。更に、第4電位線(VSS)と、第4電位線(VSS)と第2電位線との間に介設されるバイアス・トランジスタ(MNB)とからなり、バイアス・トランジスタ(MNB)のドレイン・ソース間コンダクタンスが設計定数Gdsに一致している。このような回路は、1以上の差動利得と1以下の同相利得を確実に実現している。

【0014】

【発明の実施の形態】図に一致対応して、本発明によるリングオシレータ用遅延回路の実施の形態は、ソース結合対回路が設けられている。そのソース結合対回路は、第1NMOSTランジスタMN1と第2NMOSTランジスタMN2とが、ソース対結合している。バイアス電流源用NMOSTランジスタMNBが、第1NMOST

ランジスタMN1と第2NMOSTランジスタMN2に接続している。バイアス電流源用NMOSTランジスタMNBは、第1NMOSTランジスタMN1と第2NMOSTランジスタMN2とにバイアス電流を供給する電流源である。

【0015】出力負荷として作用する第1PMOSTランジスタMP1と第2PMOSTランジスタMP2とが、出力線2に接続している。第1PMOSTランジスタMP1と第2PMOSTランジスタMP2は、高電位側電源線VDDと出力線2の間に介設されている。

【0016】出力線2は、第2出力線2Bと第1出力線2Aとから形成されている。第2出力線2Bは第1PMOSTランジスタMP1の第1ゲート3Aに短絡し、第1出力線2Aは第2PMOSTランジスタMP2の第2ゲート3Bに短絡している。第1PMOSTランジスタMP1と第2PMOSTランジスタMP2は、それらのそれぞれの第1ゲート3A、第2ゲート3Bがそれらのそれぞれのドレイン4A, 4Bに短絡している。

【0017】第1電圧制御電流源I1、第2電圧制御電流源I2が、出力線2に接続されている。第1電圧制御電流源I1と第2電圧制御電流源I2は、出力電圧節点と任意の定電位に接続され、出力電圧により制御される。バイアス電源VBiasが、バイアス電流源用NMOSTランジスタMNBのゲートに接続されている。

【0018】バイアス電源VBiasは、バイアス電流源用NMOSTランジスタMNBが飽和領域になるようにバイアスする。バイアス電流源用NMOSTランジスタMNBは、第1NMOSTランジスタMN1と第2NMOSTランジスタMN2を対接合している対接合線5と低電位側電源線VSSとの間に介設されている。

【0019】第1NMOSTランジスタMN1のゲートと第2NMOSTランジスタMN2のゲートに、第1入力電圧V1と第2入力電圧V2とがそれぞれに入力される。第1NMOSTランジスタMN1、第2NMOSTランジスタMN2、バイアス電流源用NMOSTランジスタMNBが飽和領域にあり、且つ、第1NMOSTランジスタMN1と第2NMOSTランジスタMN2の電気的特性が等しく、且つ、第1PMOSTランジスタMP1と第2PMOSTランジスタMP2の電気的特性が等しい場合、第1入力電圧V1と第2入力電圧V2に共通に含まれる信号である同相信号入力に対して、1組の左右の第1NMOSTランジスタMN1と第2NMOSTランジスタMN2、1組の左右の第1PMOSTランジスタMP1と第2PMOSTランジスタMP2、及び、左右の1組の第1電圧制御電流源I1と第2電圧制御電流源I2は、それぞれに対称に動作する。このように対称に動作する当該遅延回路は、その回路の対称中心線で2分した図2に示される片側のみの回路で表現することができる。

【0020】図2に示される回路は、同相信号成分に着

目すれば、図1の回路の片側分に等価である等価回路に相当している。図2のその等価回路で、第1NMOSTランジスタMN1のトランスコンダクタンスを G_{mn} で表し、第1PMOSTランジスタMP1のトランスコンダクタンスを G_{mp} で表し、第1電圧制御電流源I1のトランスコンダクタンスを G_m で表し、バイアス電流源用NMOSTランジスタMNBのドレイン・ソース間コンダクタンスを G_{ds} で表し、同相信号成分に対するコンダクタンス成分を y_3 で表す。同相信号成分に対するコンダクタンス成分は、バイアス電流源用NMOSTランジスタMNBのドレイン・ソース間コンダクタンスの半分のコンダクタンスのみ同相信号成分に対して寄与するので、 $y_3 = G_{ds}/2$ となる。

【0021】同様に、第1NMOSTランジスタMN1、第2NMOSTランジスタMN2、バイアス電流源用NMOSTランジスタMNBが飽和領域にあり、且つ、第1NMOSTランジスタMN1と第2NMOSTランジスタMN2の電気的特性が等しく、且つ、第1PMOSTランジスタMP1と第2PMOSTランジスタMP2の電気的特性が等しい場合、第1入力電圧 V_1 と第2入力電圧 V_2 の入力差の形で含まれる信号成分である差動信号入力に対しては、1組の左右の第1NMOSTランジスタMN1と第2NMOSTランジスタMN2、1組の左右の第1PMOSTランジスタMP1と第

$$\text{同相入力電圧: } V_{IQ} = (V_1 + V_2) / 2, \dots (1)$$

$$\text{差動入力電圧: } \Delta V_I = (V_1 - V_2), \dots (2)$$

【0024】同様に、2つの出力 V_{o1} 、 V_{o2} に共通に含まれる信号成分である同相出力電圧を V_{OQ} で表し、2つの出力 V_{o1} 、 V_{o2} の出力差の形で含まれる

$$\text{同相出力電圧: } V_{OQ} = (V_{o1} + V_{o2}) / 2, \dots (3)$$

$$\text{差動出力電圧: } \Delta V_O = (V_{o1} - V_{o2}), \dots (4)$$

【0025】このような定義に従うと、入力電圧 V_1 、 V_2 と出力電圧 V_{o1} 、 V_{o2} は、それぞれに、次式により表される。

$$V_1 = \Delta V_I / 2 + V_{IQ}, \dots (5)$$

$$V_2 = -\Delta V_I / 2 + V_{IQ}, \dots (6)$$

$$V_X = G_{mn} * V_{IQ} / (G_{mn} + G_{ds} / 2), \dots (9)$$

同相出力電圧 V_{OQ} が現れる出力節点に関して、次式が

$$G_{mn} * (V_{IQ} - V_X) + G_{mp} * V_{OQ} + G_m * V_{OQ} = 0, \dots (10)$$

同相利得を V_{OQ} / V_{IQ} と定義すれば、式(10)から、

$$V_{OQ} / V_{IQ} = - (G_{mn} * G_{ds} / 2) / \{ (G_{mp} + G_m) * (G_{mn} + G_{ds} / 2) \}, \dots (11)$$

【0027】一般に、飽和領域にバイアスされたMOSトランジスタに関して、トランスコンダクタンスは、ドレイン・ソース間コンダクタンスに比較して十分に大きい。更に、バイアス電流源用NMOSTランジスタMNBは電流源として作用するので、そのドレイン・ソース

$$V_{OQ} / V_{IQ} = - (G_{ds} / 2) / \{ (G_{mp} + G_m) \} \ll 1, \dots (12)$$

2PMOSTランジスタMP2、及び、左右の1組の第1電圧制御電流源I1と第2電圧制御電流源I2は、それぞれに逆向きの動作をする。このように逆向きの動作をする第1NMOSTランジスタMN1と第2NMOSTランジスタMN2は、それらのそれぞれのソース電位が等価的に接地電位であると考えることができ、図3に示される片側のみの回路で表現することができる。

【0022】図3に示される回路は、差動信号成分に着目すれば、図1の回路の片側分に等価である等価回路に相当している。図2の等価回路と同じく、図3の等価回路でも、第1NMOSTランジスタMN1のトランスコンダクタンスは既述の G_{mn} で表され、第1PMOSTランジスタMP1のトランスコンダクタンスは既述の G_{mp} で表され、第1電圧制御電流源I1のトランスコンダクタンスは既述の G_m で表わされる。

【0023】第1PMOSTランジスタMP1は、そのゲートとドレインが短絡されているので、常に飽和領域で動作し、そのコンダクタンス y_1 は、トランスコンダクタンス G_{mp} に等しい。2つの入力 V_1 、 V_2 に含まれる同相入力電圧を V_{IQ} で表し、2つの入力 V_1 、 V_2 の入力差の形で含まれる信号成分である差動入力電圧を ΔV_I で表して、同相入力電圧と差動入力電圧を次式により定義する。

信号成分である差動出力電圧を ΔV_O で表して、同相出力電圧と差動出力電圧を次式により定義する。

$$V_{o1} = \Delta V_O / 2 + V_{OQ}, \dots (7)$$

$$V_{o2} = -\Delta V_O / 2 + V_{OQ}, \dots (8)$$

【0026】図2に示される同相成分の等価回路で、 y_3 のコンダクタンス間電圧を V_X で表せば、 V_X は次式で表される。

このように利得は、1よりも十分に小さい。同様に、図3で示される差動信号成分の等価回路では、差動出力電

$$G_{mn} * (\Delta V_I / 2) + G_{mp} * (-\Delta V_O / 2) + G_m * (\Delta V_O / 2) = 0. \dots (13)$$

差動利得 $\Delta V_O / \Delta V_I$ については、

$$\Delta V_O / \Delta V_I = G_{mn} / (G_{mp} - G_m) \dots (14)$$

式(14)から明らかなように、

$$G_{mn} > (G_{mp} - G_m) \dots (15)$$

であるように選ぶことにより、差動利得を1以上にすることができ

【0029】第1 PMOSTランジスタMP1と第2 PMOSTランジスタMP2のトランスコンダクタンス G_{mp} と電圧制御電流源I1、I2のトランスコンダクタンス G_m を近い値に設定することにより、差動利得を1以上の値で任意に設定可能である。一般に、MOSTランジスタは、ゲートの形状であるチャンネル幅及びチャンネル長さを調整することにより、そのトランスコンダクタンスを任意の値に設計可能である。従って、設計者はNMOSTランジスタMN1、MN2、PMOSTランジスタMP1、MP2のゲート形状を調整することにより、式(15)の関係を容易に得ることができる。

【0030】図1に示される実施の形態では、NMOSTランジスタMN1、MN2、MNBをそれぞれにPMOSTランジスタに、PMOSTランジスタMP1、MP2をそれぞれにNMOSTランジスタに取り替えることができる。その場合、電圧制御電流源I1、I2は、電圧出力節点に対して注入電流源型になる。

【0031】本発明による既述のリングオシレータ用遅延回路を用いれば、図4に示される3個の遅延回路であるDELAY0、DELAY1、DELAY2により奇数段のリングオシレータを構成した場合、ループ利得が差動信号成分で1以上、同相信号成分で1以下に設定することができるので、同相信号成分での発振を抑えることができ、差動信号成分のみ発振するリングオシレータを実現することができる。

【0032】同様に、図5に示される4個の遅延回路DELAY0、DELAY1、DELAY2、DELAY3により偶数段のリングオシレータを構成した場合、上述の奇数段のリングオシレータと同様にループ利得が差動信号成分で1以上、同相信号成分で1以下にすることができるので、同相信号成分に対して双安定な状態を抑制することができ、差動信号成分でのみ発振するリングオシレータを実現することができる。遅延回路の個数は、3、4に限られず、任意に増加させることができる。

【0033】本発明によるリングオシレータ用遅延回路は、従来技術で実現されているリングオシレータ用遅延回路と同じく、VBIAS端子の電圧で回路のバイアスを調整することにより、その入力電圧-出力電圧の応答時間である遅延時間を可変にすることができる。リング

圧 ΔV_O が現れる出力接点に関して、次式が成立する。

オシレータの発振周波数は、遅延回路が持つ遅延時間とループ内に存在する遅延回路の個数により決まるので、本発明による遅延回路を用いて実現するリングオシレータは、電子的にその発振周波数を制御することができる。従って、本発明によるリングオシレータ用遅延回路は、PLLの基本構成素子であるVCOへの応用に適している。遅延回路を用いたリングオシレータの原理、リングオシレータのPLLへの応用については、当該技術分野では周知であり、その記述は省略されている。

【0034】図6は、本発明による既述の実施の形態を更に具体化した回路構成を示している。第1 NMOSTランジスタMN1、第2 NMOSTランジスタMN2、第1 PMOSTランジスタMP1、第2 PMOSTランジスタMP2の相互接続関係、入力電圧V1、V2の作用点、出力電圧Vo1、Vo2の端子点と第1 NMOSTランジスタMN1、第2 NMOSTランジスタMN2、第1 PMOSTランジスタMP1、第2 PMOSTランジスタMP2の接続関係、第1 NMOSTランジスタMN1、第2 NMOSTランジスタMN2、第1 PMOSTランジスタMP1、第2 PMOSTランジスタMP2に対する高電位側電源線VDD、出力線2、対接合線5、低電位側電源線VSSの配線関係は、図1のそれらと全く同じである。

【0035】第2出力線2Bは、第3 PMOSTランジスタMP3を介して高電位側電源線VDDに接続されている。第1出力線2Aは、第4 PMOSTランジスタMP4を介して高電位側電源線VDDに接続されている。第3 PMOSTランジスタMP3のゲートは、第2 PMOSTランジスタMP2のゲートとドレインに接続されている。第4 PMOSTランジスタMP4のゲートは、第1 PMOSTランジスタMP1のゲートとドレインに接続されている。第3、4 PMOSTランジスタMP3、4は、出力電圧を検出して電流に変換する電圧制御電流源である。VBIASは、バイアス電流源用NMOSTランジスタMNBの電流を制御するバイアス電源線である点も、図1のそれと同じである。

【0036】図1に示される出力電圧Vo1を検出して電流に変換する電圧制御電流源I1を第3 PMOSTランジスタMP3に置換し、図1に示される出力電圧Vo2を検出して電流に変換する電圧制御電流源I2を第4 PMOSTランジスタMP4に置換することにより、図6に示される実施の形態が実現している。

【0037】図6に示される回路に関して、第1 NMOSTランジスタMN1と第2 NMOSTランジスタMN

2のチャンネル幅とチャンネル長さは、両トランジスタが同一の電気的特性を得るように、両トランジスタで同じに設定されている。同様に、第1 PMOSTランジスタMP1と第2 PMOSTランジスタMP2のチャンネル幅とチャンネル長さは、両トランジスタが同一の電気的特性を得るように、両トランジスタで同じに設定されている。更に同様に、第3 PMOSTランジスタMP3と第4 PMOSTランジスタMP4のチャンネル幅とチャンネル長さは、両トランジスタが同一の電気的特性を得るように、両トランジスタで同じに設定されている。

【0038】トランジスタMN1、MN2、MNBがそれぞれに飽和領域にある場合、第1入力電圧V1と第2入力電圧V2に共通に含まれる信号である同相信号入力に対して、1組の左右の第1 NMOSTランジスタMN1と第2 NMOSTランジスタMN2、1組の左右の第1 PMOSTランジスタMP1と第2 PMOSTランジスタMP2、及び、1組の左右の第3 PMOSTランジスタMP3と第4 PMOSTランジスタMP4は、それぞれに対称に動作する。このように対称に動作する当該遅延回路は、その回路の対称中心線で2分した図2に示される片側のみの回路と同一の回路である。

【0039】従って、図2に関して、 G_{mn} は図6中のトランジスタMN1のトランスコンダクタンス、 G_{mp} は図6中のトランジスタMP1のトランスコンダクタンス、 G_m は図6中の第3 PMOSTランジスタMP3のトランスコンダクタンス、 G_{ds} は図6中のバイアス電流源用NMOSTランジスタMNBのドレイン・ソース間コンダクタンスにそれぞれに置き換えられる。一方、2つの入力差の形で含まれる信号成分である差動信号入力に対しては、図6で、1組の左右のトランジスタMN1とMN2、1組の左右のトランジスタMP1とMP2、及び、1組の左右のトランジスタMP3とMP4は、それぞれに逆向きの動作をするので、図6の第1 NMOSTランジスタMN1と第2 NMOSTランジスタMN2のソース電位は等価的に接地と考えることができ、図6に示される実施の形態の回路の差動信号成分について、片側の等価回路は、図3に示される既述の片側の等価回路に同一である。従って、図3に関して、 G_{mn} は図6中のトランジスタMN1のトランスコンダクタンス、 G_{mp} は図6中の第1 PMOSTランジスタMP1のトランスコンダクタンス、 G_m は図6中の第3 PMOSTランジスタMP3のトランスコンダクタンスにそれぞれに置き換えられる。

【0040】図6に示される回路に関して、式(15)が成り立つようにトランジスタMN1、MN2、MP1、MP2、MP3、MP4のそれぞれのチャンネル幅、チャンネル長さを選べば、図1に示したリングオシレータ用遅延回路と同じ特性を得ることができ、図6の同相利得は式(12)により、差動利得は式(14)によりそれぞれに与えられる。

【0041】図6に示される実施の形態で、PMOSTランジスタMP1、MP2、MP3、MP4をそれぞれにNMOSTランジスタに、NMOSTランジスタMN1、MN2、MNBをそれぞれにPMOSTランジスタで構成することができることは、既述の通りである。

【0042】図7は、本発明による既述の実施の形態を更に具体化した他の回路構成を示している。第1 NMOSTランジスタMN1、第2 NMOSTランジスタMN2、第1 PMOSTランジスタMP1、第2 PMOSTランジスタMP2の相互接続関係、入力電圧V1、V2の作用点、出力電圧V_{o1}、V_{o2}の端子点と第1 NMOSTランジスタMN1、第2 NMOSTランジスタMN2、第1 PMOSTランジスタMP1、第2 PMOSTランジスタMP2の接続関係、第1 NMOSTランジスタMN1、第2 NMOSTランジスタMN2、第1 PMOSTランジスタMP1、第2 PMOSTランジスタMP2に対する高圧電位側電源線VDD、出力線2、対接合線5、低電位側電源線VSSの配線関係は、図1のそれらと全く同じである。

【0043】第2出力線2Bは、第3 NMOSTランジスタMN3を介して接地線に接続されている。第1出力線2Aは、第4 NMOSTランジスタMN4を介して接地線に接続されている。第3 NMOSTランジスタMN3のゲートは、第2 PMOSTランジスタMP2のゲートとドレインに接続されている。第4 NMOSTランジスタMN4のゲートは、第1 PMOSTランジスタMP1のゲートとドレインに接続されている。第3、4 NMOSTランジスタMN3、4は、出力電圧を検出して電流に変換する電圧制御電流源である。VB_{IAS}は、バイアス電流源用NMOSTランジスタMNBの電流を制御するバイアス電源線である点も、図1のそれに同じである。

【0044】図1に示される出力電圧V_{o1}を検出して電流に変換する電圧制御電流源I1を第3 NMOSTランジスタMN3に置換し、図1に示される出力電圧V_{o2}を検出して電流に変換する電圧制御電流源I2を第4 NMOSTランジスタMN4に置換することにより、図7に示される実施の形態が実現している。

【0045】図7に示される回路に関して、第1 NMOSTランジスタMN1と第2 NMOSTランジスタMN2のチャンネル幅とチャンネル長さは、両トランジスタが同一の電気的特性を得るように、両トランジスタで同じに設定されている。同様に、第1 PMOSTランジスタMP1と第2 PMOSTランジスタMP2のチャンネル幅とチャンネル長さは、両トランジスタが同一の電気的特性を得るように、両トランジスタで同じに設定されている。更に同様に、第3 NMOSTランジスタMN3と第4 NMOSTランジスタMN4のチャンネル幅とチャンネル長さは、両トランジスタが同一の電気的特性を得るように、両トランジスタで同じに設定されている。

【0046】トランジスタMN1, MN2, MNBがそれぞれに飽和領域にある場合、第1入力電圧V1と第2入力電圧V2に共通に含まれる信号である同相信号入力に対して、1組の左右の第1 NMOSTランジスタMN1と第2 NMOSTランジスタMN2、1組の左右の第1 PMOSTランジスタMP1と第2 PMOSTランジスタMP2、及び、左右の1組の第3 NMOSTランジスタMN3と第4 NMOSTランジスタMN4は、それぞれに対称に動作する。このように対称に動作する当該遅延回路は、その回路の対称中心線で2分した図2に示される片側のみの回路と同一の回路である。

【0047】従って、図2に関して、 G_{mn} は図7中のトランジスタMN1のトランスコンダクタンス、 G_{mp} は図7中のトランジスタMP1のトランスコンダクタンス、 G_m は図7中の第3 NMOSTランジスタMN3のトランスコンダクタンス、 G_{ds} は図7中のバイアス電流源用NMOSTランジスタMNBのドレイン・ソース間コンダクタンスにそれぞれに置き換えられる。一方、2つの入力差の形で含まれる信号成分である差動信号入力に対しては、図7で、1組の左右のトランジスタMN1とMN2、1組の左右のトランジスタMP1とMP2、及び、1組の左右のトランジスタMN3とMN4は、それぞれに逆向きの動作をするので、図7の第1 NMOSTランジスタMN1と第2 NMOSTランジスタMN2のソース電位は等価的に接地と考えることができ、図7に示される実施の形態の回路の差動信号成分について、片側の等価回路は、図3に示される既述の片側の等価回路に同一である。従って、図3に関して、 G_{mn} は図7中のトランジスタMN1のトランスコンダクタンス、 G_{mp} は図7中の第1 PMOSTランジスタMP1のトランスコンダクタンス、 G_m は図7中の第3 NMOSTランジスタMN3のトランスコンダクタンスにそれぞれに置き換えられる。

【0048】図7に示される回路に関して、式(15)が成り立つようにトランジスタMN1, MN2, MP1, MP2, MN3, MN4のそれぞれのチャンネル幅、チャンネル長さを選べば、図1に示したリングオシレータ用遅延回路と同じ特性を得ることができ、図7の同相利得は式(12)により、差動利得は式(14)によりそれぞれに与えられる。

【0049】図7で示される実施の形態で、NMOSTランジスタMN1, MN2, MN3, MN4, MNBをそれぞれにPMOSTランジスタに、PMOSTランジ

スタMP1, MP2をそれぞれにNMOSTランジスタで構成することができることは、既述の通りである。

【0050】

【発明の効果】本発明によるリングオシレータ用遅延回路は、1以上の差動利得と1以下の同相利得を容易に実現している。

【図面の簡単な説明】

【図1】図1は、本発明によるリングオシレータ用遅延回路の実施の形態を示す回路図である。

【図2】図2は、図1の回路の同相信号成分について等価な回路を示す回路図である。

【図3】図3は、図1の回路の差動信号成分について等価な回路を示す回路図である。

【図4】図4は、公知のリングオシレータを示す回路図である。

【図5】図5は、公知の他のリングオシレータを示す回路図である。

【図6】図5は、本発明によるリングオシレータ用遅延回路の実施の他の形態を示す回路図である。

【図7】図7は、本発明によるリングオシレータ用遅延回路の実施の更に他の形態を示す回路図である。

【図8】図8は、公知のリングオシレータ用遅延回路を示す回路図である。

【符号の説明】

2A, 2B…一对の出力線

5…第2電位線

VDD…第1電位線(第3電位線であることがある)

MP1, MP2…第1トランジスタ

MN1, MN2…第2トランジスタ

MP3, MP4…第3トランジスタ

MN3, MN4…第4トランジスタ

V1, V2…入力電圧

V_{o1}, V_{o2}…出力電圧

V_{IQ}…同相入力電圧

V_{OQ}…同相出力電圧

ΔV_I …差動入力電圧

ΔV_O …差動出力電圧

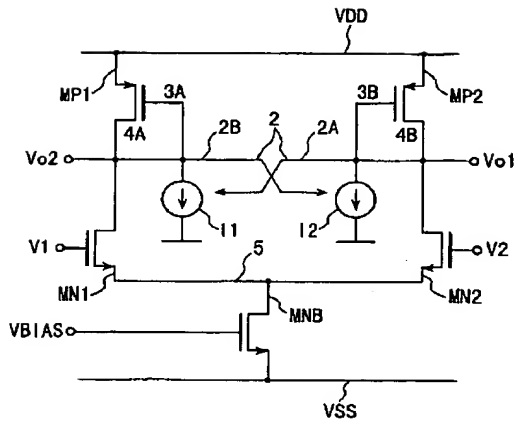
G_{mp} …第1トランジスタのトランスコンダクタンス

G_{mn} …第2トランジスタのトランスコンダクタンス

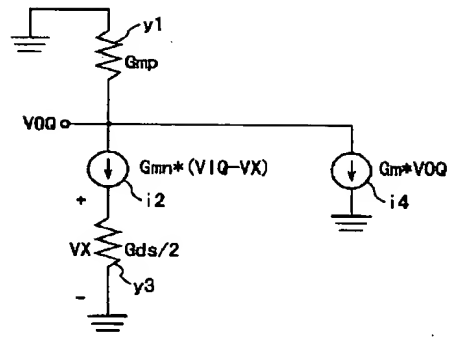
G_m …出力線と第3電位線との間のトランスコンダクタンス

G_{ds} …設計定数としてのトランスコンダクタンス

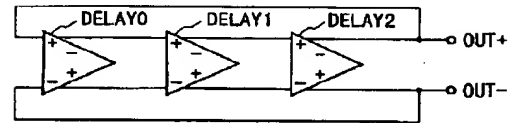
【図1】



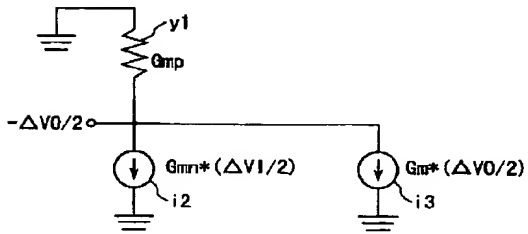
【図2】



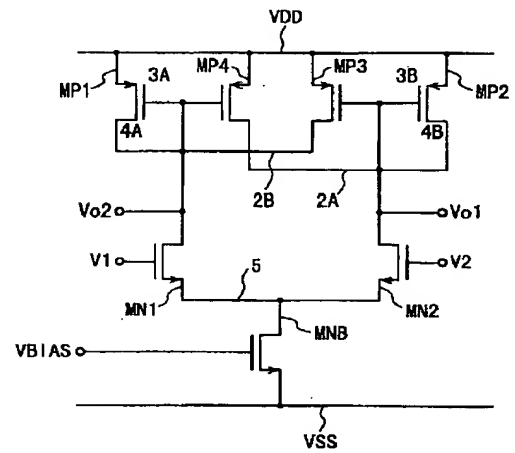
【図4】



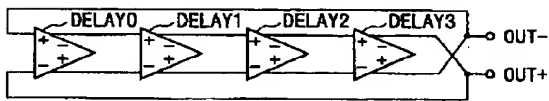
【図3】



【図6】



【図5】



【図8】

